



PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **09126809 A**

(43) Date of publication of application: **16.05.97**

(51) Int. Cl.

G01D 5/245

G01B 7/00

G01B 7/30

(21) Application number: 08289781

(22) Date of filing: 24.10.96

(30) Priority: **30.10.95 US 95 550358**

(71) Applicant: **GOTO TADATOSHI**

(72) Inventor: GOTO TADATOSHI
YUASA YASUHIRO
TANAKA SHUICHI
AKATSU NOBUYUKI
SAKAMOTO KAZUYA
SAKAMOTO HIROSHI
YAMAMOTO AKIO

**(54) POSITION DETECTING PHASE DIFFERENCE
DETECTION DEVICE AND POSITION DETECTION
SYSTEM AND ITS METHOD**

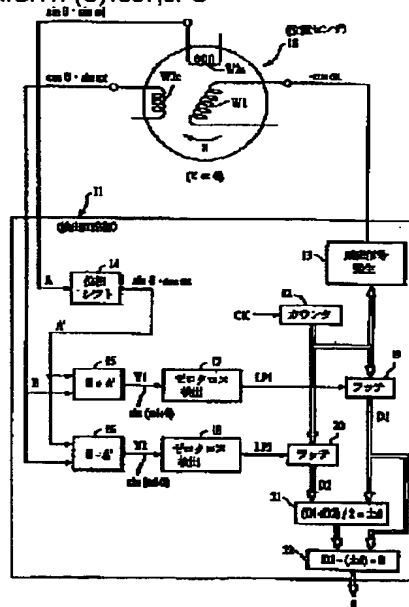
(57) Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To realize both removing of a phase fluctuation error due to the cause other than a position to be detected such as temperature change and others, and high speed responsibility.

SOLUTION: The output signal is inputted from a position sensor 10 such as a resolver, etc., which outputs two alternating output signals, whose amplitude are modulated according to different two function values (sign and cosine) corresponding to the position. The electrical phase of one of the inputted alternating output signals is shifted by a specified angle, and it is added to and subtracted from the other, and two electric alternating signals ($\sin(\omega t + \theta + \alpha)$, $\sin(\omega t + \theta - \alpha)$), which are provided with the electrical phase angles (α) corresponding to the position, and phase-shifted (14) in reverse direction, are electrically synthesized. Contrary to the two signals, of which phase differences (α) corresponding to the position are shifted in positive/negative reverse direction, phase fluctuation errors ($\pm d$) are in the same direction, so that each phase shift amount ($\pm d + \alpha$, $\pm d - \alpha$) are

measured and precisely calculated for offsetting or extracting the error ($\pm d$), and the precise phase difference (θ) are detected. The data of error ($\pm d$) is also the temperature detection data.

COPYRIGHT: (C)1997.JPO



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-126809

(43) 公開日 平成9年(1997) 5月16日

(51) Int.Cl. ^a	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
G 0 1 D 5/245	1 0 1		G 0 1 D 5/245	1 0 1 Y
G 0 1 B 7/00			G 0 1 B 7/00	G
7/30	1 0 1		7/30	1 0 1 A

審査請求 未請求 請求項の数15 F D (全 16 頁)

(21) 出願番号	特願平8-299781	(71) 出願人	591054196 後藤 忠敏 東京都府中市新町1丁目77番2号
(22) 出願日	平成8年(1996)10月24日	(72) 発明者	後藤 忠敏 東京都府中市新町1丁目77番2号
(31) 優先権主張番号	08/550, 358	(72) 発明者	湯浅 康弘 東京都府中市是政5丁目19番1号、2-721
(32) 優先日	1995年10月30日	(72) 発明者	田中 秀一 東京都小平市小川西町5丁目20番6号、第2田園荘221号
(33) 優先権主張国	米国 (U S)	(74) 代理人	弁理士 飯塚 義仁

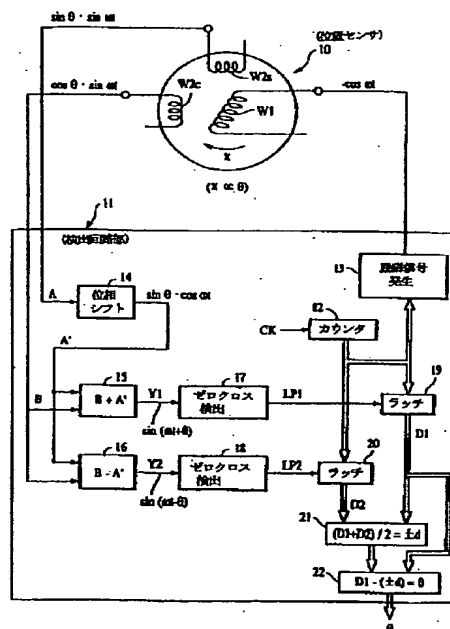
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 位置検出のための位相差検出装置及び位置検出システム並びに方法

(57) 【要約】

【課題】 温度変化等その他の検出対象位置以外の要因による位相変動誤差の除去と、高速応答性の両立。

【解決手段】 位置に対応して異なる2つの関数値（サインとコサイン）に従って振幅変調された2つの交流出力信号を出力する例えばレゾルバのような位置センサ（10）から該出力信号を入力する。入力した該交流出力信号の一方の電気的位相を所定角度ずらし、これと他方とを加算及び減算して、位置に対応する電気的位相角（ θ ）を持つ逆向きに位相シフトされた2つの電気的交流信号（ $\sin(\omega t \pm d + \theta)$ 、 $\sin(\omega t \pm d - \theta)$ ）を電気的に合成する。合成された2信号において位置に対応する位相差（ θ ）が正負逆方向にシフトされているのに対して、位相変動誤差（ $\pm d$ ）は同一方向に出るので、各位相シフト量（ $\pm d + \theta$ 、 $\pm d - \theta$ ）を測定し適宜演算して誤差（ $\pm d$ ）を相殺又は抽出し、正確な位相差（ θ ）を検出する。誤差（ $\pm d$ ）のデータは温度検出データともなる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 検出対象位置に対応する第1の関数値を振幅係数として振幅変調された第1の交流出力信号及び前記検出対象位置に対応する第2の関数値を振幅係数として振幅変調された第2の交流出力信号を出力する位置センサから、該第1の交流出力信号及び第2の交流出力信号を入力する入力手段と、

前記入力手段によって入力した前記第1の交流出力信号の電気的位相を所定角度ずらしたものと前記第2の交流出力信号とを加算又は減算することにより、前記検出対象位置に対応する電気的位相角を持つ少なくとも1つの電気的交流信号を合成する電気的回路手段と、前記電気的回路手段で合成した前記少なくとも1つの電気的交流信号における電気的位相ずれを測定することに基づき前記検出対象位置に対応する位置検出データを得る演算手段とを具えた位置検出用の位相差検出装置。

【請求項2】 前記電気的回路手段が、前記第1の交流出力信号の電気的位相を所定角度ずらす位相シフト回路と、前記位相シフト回路の出力信号と前記第2の交流出力信号とを加算することにより、前記検出対象位置に対応して正及び負の一方にシフトされた電気的位相角を持つ第1の電気的交流信号を合成する回路と、前記位相シフト回路の出力信号と前記第2の交流出力信号とを減算することにより、同じ前記検出対象位置に対応して正及び負の他方向にシフトされた電気的位相角を持つ第2の電気的交流信号を合成する回路とを含む請求項1に記載の位相差検出装置。

【請求項3】 前記演算手段が、所定の基準交流信号と前記第1の電気的交流信号との電気的位相差を測定して第1の位相データを求める手段と、前記所定の基準交流信号と前記第2の電気的交流信号との電気的位相差を測定して第2の位相データを求める手段と、前記第1及び第2の位相データに基づき前記検出対象位置に対応する位置検出データを算出する手段とを含む請求項2に記載の位相差検出装置。

【請求項4】 位置検出データを算出する手段が、前記第1及び第2の位相データの絶対値の差を計算することにより、誤差データを得る手段と、前記第1及び第2の位相データの一方のデータから前記誤差データを取り除く演算を行なうことにより、前記位置検出データを得る手段とを含む請求項3に記載の位相差検出装置。

【請求項5】 前記電気的回路手段が、前記第1の交流出力信号の電気的位相を所定角度ずらす位相シフト回路と、前記位相シフト回路の出力信号と前記第2の交流出力信号とを加算することにより、前記検出対象位置に対応して正及び負の一方にシフトされた電気的位相角を持つ第1の電気的交流信号を合成する回路と、前記位相シフト回路の出力信号と前記第2の交流出力信号とを減算することにより、同じ前記検出対象位置に対応して正

及び負の他方向にシフトされた電気的位相角を持つ第2の電気的交流信号を合成する回路とを含み、

前記演算手段が、前記第1の電気的交流信号と第2の電気的交流信号との電気的位相差を測定して前記検出対象位置に対応する位置検出データを求めるものである請求項1に記載の位相差検出装置。

【請求項6】 前記電気的回路手段が、前記第1の交流出力信号の電気的位相を所定角度ずらす位相シフト回路と、前記位相シフト回路の出力信号と前記第2の交流出力信号とを加算又は減算することにより、前記検出対象位置に対応してシフトされた電気的位相角を持つ電気的交流信号を合成する回路とを含み、

前記演算手段が、前記第1の交流出力信号と第2の交流出力信号の両者のゼロクロスを合成することにより基準位相信号を形成する回路と、前記基準位相信号に対する前記電気的交流信号の電気的位相ずれを測定することに基づき前記検出対象位置に対応する位置検出データを得る手段とを含む請求項1に記載の位相差検出装置。

【請求項7】 前記第1の電気的交流信号のゼロクロスと第2の電気的交流信号のゼロクロスとが一致することを検出する手段と、

前記第1及び第2の電気的交流信号のゼロクロスが一致したことが検出されたとき、所定の基準交流信号に対する前記第1及び第2の電気的交流信号の少なくとも一方の電気的位相ずれに基づくデータを誤差データとして保持する保持手段とを更に具え、

前記演算手段は、少なくとも前記検出対象が動いているときに前記保持手段に保持された前記誤差データを用いて、前記電気的交流信号における電気的位相ずれに基づく前記位置検出データを修正する手段を含むものである請求項2に記載の位相差検出装置。

【請求項8】 検出対象位置に対応する第1の関数値を振幅係数として振幅変調された第1の交流出力信号及び前記検出対象位置に対応する第2の関数値を振幅係数として振幅変調された第2の交流出力信号を出力する位置センサから、該第1の交流出力信号及び第2の交流出力信号を入力する入力手段と、

前記入力手段によって入力した前記第1の交流出力信号の電気的位相を所定角度ずらす位相シフト回路と、

前記位相シフト回路の出力信号と前記入力手段によって入力した前記第2の交流出力信号とを加算及び減算することにより、前記検出対象位置に対応して正及び負の方向に夫々シフトされた電気的位相角を持つ第1及び第2の電気的交流信号を夫々合成する回路と、

前記第1の電気的交流信号のゼロクロスと第2の電気的交流信号のゼロクロスとが一致することを検出する手段と、

所定の基準交流信号に対する前記第1及び第2の電気的交流信号の少なくとも一方の電気的位相差を測定して位相データを求める位相測定手段と、

10

20

30

40

50

前記第1及び第2の電氣的交流信号のゼロクロスが一致したことが検出されたとき、前記位相測定手段により測定された位相データに基づくデータを誤差データとして保持する保持手段と、

前記保持手段に保持された前記誤差データを用いて前記位相測定手段で測定された位相データを修正することにより、前記検出対象位置に対応する位置検出データを得る手段とを具えた位置検出のための位相差検出装置。

【請求項9】 前記第1の関数と第2の関数がサインとコサンの関係からなるものである請求項1乃至8のいずれかに記載の位相差検出装置。

【請求項10】 検出対象位置に対応して互いに異なる関数値からなる振幅値によって夫々振幅変調された複数の交流出力信号を出力する位置検出手段と、

前記交流出力信号のうち少なくとも1つの電氣的位相を所定角度ずらすことにより第1の交流出力信号を得る位相シフト回路と、

前記第1の交流出力信号と前記位置検出手段から出力される前記交流出力信号のうちの別の1つである第2の交流出力信号とを加算又は減算することに基づき前記検出対象位置に対応して正方向にシフトされた電氣的位相角を持つ第1の電氣的交流信号を形成し、前記第1の交流出力信号と前記第2の交流出力信号とを減算又は加算することに基づき同じ検出対象位置に対応して負方向にシフトされた電氣的位相角を持つ第2の電氣的交流信号を形成する電氣回路と、

前記第1の電氣的交流信号と第2の電氣的交流信号との電氣的位相差を測定して前記検出対象位置に対応する位置検出データを求める演算手段とを具えた位置検出システム。

【請求項11】 前記演算手段が、所定の基準交流信号と前記第1の電氣的交流信号との電氣的位相差を測定して第1の位相データを求める手段と、前記所定の基準交流信号と前記第2の電氣的交流信号との電氣的位相差を測定して第2の位相データを求める手段と、前記第1及び第2の位相データに基づき前記検出対象位置に対応する位置検出データを算出する手段とを含む請求項10に記載の位置検出システム。

【請求項12】 検出対象位置に対応して互いに異なる関数値からなる振幅値によって夫々振幅変調された複数の交流出力信号を出力する位置検出手段と、

前記交流出力信号のうち少なくとも1つの電氣的位相を所定角度ずらすことにより位相シフトされた交流出力信号を得る位相シフト回路と、

前記位相シフト回路の出力信号と前記位置検出手段から出力される前記交流出力信号のうちの別の少なくとも1つの交流出力信号とを加算又は減算することに基づき、前記検出対象位置に対応する電氣的位相角を持つ検出交流信号を得る演算回路と、

前記位置検出手段から出力される前記交流出力信号のう

ち少なくとも2つの信号のゼロクロスを合成することにより基準位相信号を出力する回路と、

前記基準位相信号に対する前記演算回路から出力される前記検出交流信号の電氣的位相ずれを測定することに基づき前記検出対象位置に対応する位置検出データを得る回路とを具えた位置検出システム。

【請求項13】 検出対象位置に対応して正方向にシフトされた電氣的位相角を持つ第1の電氣的交流信号を生成する第1のステップと、

同じ前記検出対象位置に対応して負方向にシフトされた電氣的位相角を持つ第2の電氣的交流信号を生成する第2のステップと、

前記第1の電氣的交流信号と第2の電氣的交流信号との電氣的位相差を測定して前記検出対象位置に対応する位置検出データを求める第3のステップとを具えた位置検出方法。

【請求項14】 検出対象位置に対応して正方向にシフトされた電氣的位相角を持つ第1の電氣的交流信号を生成するステップと、

同じ前記検出対象位置に対応して負方向にシフトされた電氣的位相角を持つ第2の電氣的交流信号を生成するステップと、

所定の基準交流信号に対する前記第1及び第2の電氣的交流信号の少なくとも一方の電氣的位相差を測定して位相データを求めるステップと、

前記第1の電氣的交流信号のゼロクロスと第2の電氣的交流信号のゼロクロスとが一致することを検出するステップと、

前記第1及び第2の電氣的交流信号のゼロクロスが一致したことが検出されたとき、前記位相データに基づくデータを誤差データとして保持するステップと、

少なくとも前記検出対象が動いているときに、前記保持された前記誤差データを用いて前記位相データを修正することにより、前記検出対象位置に対応する位置検出データを得るステップとを具えた位置検出方法。

【請求項15】 検出対象位置に対応して互いに異なる関数値からなる振幅値によって夫々振幅変調された複数の交流出力信号を出力する位置検出手段と、

前記交流出力信号のうち少なくとも1つの電氣的位相を所定角度ずらすことにより第1の交流出力信号を得る位相シフト回路と、

前記第1の交流出力信号と前記位置検出手段から出力される前記交流出力信号のうちの別の1つである第2の交流出力信号とを加算又は減算することに基づき前記検出対象位置に対応して正方向にシフトされた電氣的位相角を持つ第1の電氣的交流信号を形成し、前記第1の交流出力信号と前記第2の交流出力信号とを減算又は加算することに基づき同じ検出対象位置に対応して負方向にシフトされた電氣的位相角を持つ第2の電氣的交流信号を形成する電氣回路と、

所定の基準交流信号と前記第1の電氣的交流信号との電氣的位相差を測定して第1の位相データを求める手段と、

前記所定の基準交流信号と前記第2の電氣的交流信号との電氣的位相差を測定して第2の位相データを求める手段と、

前記第1及び第2の位相データの絶対値の差を計算することにより、誤差データを得る手段と、

前記第1及び第2の位相データに基づき前記検出対象位置に対応する位置検出データを求める手段と、

前記誤差データから温度検出データ得る手段とを具えた位置検出システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】この発明は、レゾルバあるいはシンクロのような回転位置検出器、あるいはそれと同様の位置検出原理に従う直線位置検出器など、回転位置及び直線位置のどちらについても適用できる位置検出のための位相差検出装置及び位置検出システム並びに方法に関し、特に電氣的位相差に基づきアブソリュート位置検出を行なう技術に関する。

【0002】

【従来の技術】誘導型の回転位置検出器として、1相励磁入力で2相出力（サイン相とコサイン相の出力）を生じるものは「レゾルバ」として知られており、1相励磁入力で3相出力（120度ずれた3相）を生じるものは「シンクロ」として知られている。最も古いタイプの在来型のレゾルバは、ステータ側に90度の機械角で直交する2極（サイン極とコサイン極）の2次巻線を配し、ロータ側に1次巻線を配したものである（1次と2次の関係は逆も可）。このようなタイプのレゾルバはロータの1次巻線に電氣的にコンタクトするためのブラシを必要としているので、これが欠点となっている。これに対して、ブラシを不要としたブラシレス・レゾルバの存在も知られている。ブラシレス・レゾルバは、ロータ側においてブラシに代わる回転トランスを設けたものである。

【0003】1相励磁入力で2相出力を生じるレゾルバを用いて、位置検出データをデジタルで得る検出システムとして、R/Dコンバータの存在が古くから知られている。図6は、そのようなR/Dコンバータにおける検出システムを例示するブロック図である。センサ部1としてレゾルバが用いられており、検出回路部2から発生された1相の励磁信号（例えば、 $-\cos\omega t$ ）を1次巻線W1に与え、2相の各2次巻線W2s、W2cの出力信号を検出回路部2に入力する。各相2次巻線W2s、W2cの出力信号は、ロータの回転角 θ に対応するサイン値 $\sin\theta$ とコサイン値 $\cos\theta$ を振幅係数に持つ誘導信号であり、例えば、それぞれ「 $\sin\theta \cdot \sin\omega t$ 」及び「 $\cos\theta \cdot \sin\omega t$ 」で表わせる。検出回路部2では、

順次位相発生回路3から位相角 ϕ のデジタルデータを発生し、サイン・コサイン発生回路4から該位相角 ϕ に対応するサイン値 $\sin\phi$ とコサイン値 $\cos\phi$ のアナログ信号を発生する。乗算器5では、センサ部1からのサイン相出力信号「 $\sin\theta \cdot \sin\omega t$ 」に対してサイン・コサイン発生回路4からのコサイン値 $\cos\phi$ を乗算し、「 $\cos\phi \cdot \sin\theta \cdot \sin\omega t$ 」を得る。もう一方の乗算器6では、センサ部1からのコサイン相出力信号「 $\cos\theta \cdot \sin\omega t$ 」に対してサイン・コサイン発生回路4からのサイン値 $\sin\phi$ を乗算し、「 $\sin\phi \cdot \cos\theta \cdot \sin\omega t$ 」を得る。引算器7で、両乗算器5、6の出力信号の差を求め、この引算器7の出力によって順次位相発生回路3の位相発生動作を次のように制御する。すなわち、順次位相発生回路3の発生位相角 ϕ を最初は0にリセットし、以後順次増加していき、引算器7の出力が0になったとき増加を停止する。引算器7の出力が0になるのは、「 $\cos\phi \cdot \sin\theta \cdot \sin\omega t$ 」=「 $\sin\phi \cdot \cos\theta \cdot \sin\omega t$ 」が成立したときであり、すなわち、 $\phi = \theta$ が成立し、順次位相発生回路3から位相角 ϕ のデジタルデータが回転角 θ のデジタル値に一致している。従って、この検出システムにおいては、任意のタイミングで周期的にリセットトリガを与えて順次位相発生回路3の発生位相角 ϕ を0にリセットして、該位相角 ϕ のインクメントを開始し、引算器7の出力が0になったとき、該インクメントを停止し、検出角度 θ のデジタルデータを得る。

【0004】一方、レゾルバの励磁方式を、2相励磁入力で1相出力を生じるように変更して、回転角度 θ に応じた電氣的位相ずれ角を含む出力信号を得ることにより、検出角度 θ のデジタルデータを得る方式も知られている。図7はそのような位相差検出システムを例示するものである。センサ部1としてレゾルバが用いられており、検出回路部8から発生された2相の励磁信号（例えば $\sin\omega t$ と $-\cos\omega t$ ）を1次巻線W1s、W1cに夫々与え、1相の2次巻線W2の出力信号を検出回路部8に入力する。2次巻線W2の出力信号は、ロータの回転角 θ に対応する電氣的位相ずれ角 θ を持つ誘導信号であり、例えば、便宜上 $\sin(\omega t - \theta)$ で表わせる。検出回路部8では、カウンタ9で所定の高速クロックパルスCKをカウントし、そのカウント値を瞬時位相値としてサイン・コサイン発生回路10から励磁用のサイン信号 $\sin\omega t$ とコサイン信号 $-\cos\omega t$ を発生し、センサ部1の各1次巻線W1s、W1cに夫々与える。検出回路部8では、2次巻線W2の出力信号 $\sin(\omega t - \theta)$ をゼロクロス検出回路11に入力し、その0位相角に応じてラッチパルスLPをラッチ回路12に与える。ラッチ回路12では、カウンタ9のカウント値をラッチパルスLPのタイミングでラッチする。カウンタ9のモジュロ数は、励磁用のサイン信号 $\sin\omega t$ の1周期に対応しており、そのカウント値の0は、該サイン信号 $\sin\omega t$ の0位相に対応している。従って、出力信号 $\sin(\omega t -$

θ)の0位相に対応してラッチしたラッチ回路12の内容は、該サイン信号 $\sin \omega t$ の0位相から出力信号 $\sin(\omega t - \theta)$ の0位相までの位相ずれ角θに一致している。このような位相差検出システム的具体例は、例えば、米国特許第4,754,220号や、米国特許第4,297,698号などにおいても同様のものが示されている。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】ところで、センサ部1の巻線は、周辺環境の温度変化の影響を受けてそのインピーダンスが変化し、2次側に誘導される交流信号の電気的位相が該温度変化に応じて微妙に変動する。また、センサ部1と検出回路部2又は8との間の配線長の長短や各種の回路動作遅れなど、その他の種々の、検出対象位置以外の要因の影響を受けて、検出回路部2又は8の側において受信される誘導交流信号の電気的位相が変動する。このような温度変化等の、検出対象位置以外の要因に基づく位相変動分を便宜上「±d」で示すと、図6に示したような前者の検出システムにおいては、引算器7における演算内容は、「 $\cos \phi \cdot \sin \theta \cdot \sin(\omega t \pm d) - \sin \phi \cdot \cos \theta \cdot \sin(\omega t \pm d)$ 」となり、変動分「±d」が事実上相殺されて、検出精度に対して全く影響を与えないことが分かる。従って、図6に示したような前者の検出システムは、周辺環境の温度変化の影響を受けない、精度のよいシステムであることが理解できる。しかし、その反面、この検出システムにおいては、任意のタイミングで周期的にリセットトリガを与えて順次位相発生回路3の発生位相角φを0にリセットして、該位相角φのインクメントを開始し、引算器7の出力が0になったとき、該インクメントを停止し、検出角度θのデジタルデータを得るようにした、いわば逐次的なインクメント方式であるため、リセットトリガが与えられたときからφがθに一致するまでの時間待ちをすることが要求されるものであり、高速応答性に乏しいという欠点がある。

【0006】一方、図7に示したような後者の検出システムにおいては、温度変化等の、検出対象位置以外の要因に基づく位相変動分「±d」に応じて、2次巻線の出力信号は、 $\sin(\omega t \pm d - \theta)$ となり、ゼロクロス検出回路11で検出される0位相点は、本来の $\sin(\omega t - \theta)$ の場合の0位相点よりも、「±d」だけずれることになる。従って、ラッチ回路12でラッチされるデータは、本来のθに対応するデータではなく、「±d-θ」に対応する値となってしまう、変動分「±d」が検出誤差としてそっくり顕在化してしまう、という重大な問題点がある。その反面、ラッチパルスLPに応じて検出角度に対応するデータを即座にラッチすることができるので、高速応答性に優れているという利点があるが、上記のような温度変化等の、検出対象位置以外の要因に基づく、誤差は致命的である。この発明は上述の点に鑑

みてなされたもので、温度変化等によるセンサ側のインピーダンス変化や、その他の検出対象位置以外の要因に基づく位相変動の影響を受けることなく高精度の位置検出が可能であり、かつ、高速応答性にも優れた、位置検出用の位相差検出装置及び位置検出システムを提供しようとするものである。

【0007】

【課題を解決するための手段】この発明に係る位置検出のための位相差検出装置は、検出対象位置(x)に対応する第1の関数値($\sin \theta$)を振幅係数として振幅変調された第1の交流出力信号($\sin \theta \cdot \sin \omega t$)及び前記検出対象位置(x)に対応する第2の関数値($\cos \theta$)を振幅係数として振幅変調された第2の交流出力信号($\cos \theta \cdot \sin \omega t$)を出力する位置センサ(10)から、該第1の交流出力信号及び第2の交流出力信号を入力する入力手段と、前記入力手段によって入力した前記第1の交流出力信号の電気的位相を所定角度($\pi/2$)ずらしたもの($\sin \theta \cdot \cos \omega t$)と前記第2の交流出力信号($\cos \theta \cdot \sin \omega t$)とを加算又は減算することにより、前記検出対象位置に対応する電気的位相角を持つ少なくとも1つの電気的交流信号($\sin(\omega t + \theta)$)を合成する電気的回路手段(14, 15, 16)と、前記電気的回路手段で合成した前記少なくとも1つの電気的交流信号における電気的位相ずれを測定することに基づき前記検出対象位置に対応する位置検出データ(θ)を得る演算手段(17, 18, 19, 20, 21, 22; 18, 20, 41, 42, 43, 44, 45)とを具えたことを特徴とする。なお、ここで、括弧内に示した符号は、後述する実施例における対応する信号や回路等を参考のために付記したものである。

【0008】検出対象位置(x)に対応して異なる2つの関数値に従って振幅変調された2つの交流出力信号($\sin \theta \cdot \sin \omega t$ 及び $\cos \theta \cdot \sin \omega t$)を出力する位置センサ(10)は、例えばレゾルバのように、公知である。本発明では、このような公知の位置センサ(10)の出力信号(つまり検出対象位置に応じた位相変調がなされていない出力信号)を入力して、位相差検出を行なうことができるようにして、位相差検出に基づくアプソリュート位置検出を行なうことができるようにしたことを特徴としている。

【0009】すなわち、位置センサ(10)から入力した前記第1の交流出力信号の電気的位相を所定角度ずらしたもの($\sin \theta \cdot \cos \omega t$)と前記第2の交流出力信号($\cos \theta \cdot \sin \omega t$)とを加算又は減算することにより、前記検出対象位置に対応する電気的位相角を持つ少なくとも1つの電気的交流信号($\sin(\omega t + \theta)$)を合成する。具体例としては、加算することに基づき、例えば「 $\sin \theta \cdot \cos \omega t + \cos \theta \cdot \sin \omega t$ 」より、正方向に位相シフトされた第1の電気的交流信号($\sin(\omega t + \theta)$)を合成することができ、また、減算することにより

に基づき、例えば「 $-\sin\theta \cdot \cos\omega t + \cos\theta \cdot \sin\omega t$ 」より、負方向に位相シフトされた第2の電気的交流信号（ $\sin(\omega t - \theta)$ ）を合成することができる。

【0010】ここで、得られる交流信号の基本的な時間変化する瞬時位相を「 ωt 」で示し、温度変動等によるセンサ巻線のインピーダンス変化等、その他の検出対象位置以外の要因に基づく位相変動分を「 $\pm d$ 」で示すと、上記第1の電気的交流信号は「 $\sin(\omega t \pm d + \theta)$ 」で表わすことができ、上記第2の電気的交流信号は「 $\sin(\omega t \pm d - \theta)$ 」で表わすことができる。このように、本来の検出対象位置（ x ）に対応する電気的位相差（ θ ）が、第1の電気的交流信号と第2の電気的交流信号とでは、正負互いに逆方向の位相シフトとして現われるようになる。これに対して、位相変動分「 $\pm d$ 」は、第1及び第2の電気的交流信号のどちらにおいても、そのときの条件に応じて正又は負の同一方向に影響を及ぼす。従って、基準位相信号（ $\sin\omega t$ ）に対する第1及び第2の電気的交流信号の位相差「 $\pm d + \theta$ 」及び「 $\pm d - \theta$ 」を夫々測定し、これを加算又は減算等の適宜の演算処理することにより、位相変動分「 $\pm d$ 」を相殺する若しくは抽出することができ、そのような演算処理に基づき、位相変動分「 $\pm d$ 」を除去した、検出対象位置（ x ）に正確に対応した位相差（ θ ）の検出を行なうことができる。

【0011】例えば、所定の基準交流信号（ $\sin\omega t$ ）と前記第1の電気的交流信号（ $\sin(\omega t \pm d + \theta)$ ）との電気的位相差（ $\pm d + \theta$ ）を測定して第1の位相データ（ $D1$ ）を求める手段と、前記所定の基準交流信号（ $\sin\omega t$ ）と前記第2の電気的交流信号（ $\sin(\omega t \pm d - \theta)$ ）との電気的位相差（ $\pm d - \theta$ ）を測定して第2の位相データ（ $D2$ ）を求める手段と、前記第1及び第2の位相データ（ $D1$ 、 $D2$ ）に基づき前記検出対象位置に対応する位置検出データを算出する手段とを含んでいてよい。この位置検出データを算出する手段は、前記第1及び第2の位相データ（ $D1$ 、 $D2$ ）の絶対値の差を計算することに基づき、誤差データ（ $\pm d$ ）を得るようにすることができる。例えば、 $(D1 + D2) / 2$ の計算を行なうことにより、 $\{(\pm d + \theta) + (\pm d - \theta)\} / 2 = 2(\pm d) / 2 = \pm d$ が成立し、誤差データ（ $\pm d$ ）を求めることができる。そこで、前記第1及び第2の位相データの一方のデータから前記誤差データを取り除く演算を行なうことにより、例えば、「 $D1 - (\pm d) = (\pm d + \theta) - (\pm d) = +\theta$ 」により、検出対象位置（ x ）に正確に対応した位相差（ θ ）を示す位置検出データを得ることができる。

【0012】また、別の例として、上記第1の電気的交流信号と第2の電気的交流信号との電気的位相差を直接測定することによっても、 $(\omega t \pm d + \theta) - (\omega t \pm d - \theta) = 2\theta$ となり、位相変動分「 $\pm d$ 」が相殺され、検出対象位置（ x ）に対応する静的な電気的位相角

（ θ ）に比例する位相差データ（ 2θ ）のみを得ることができる。この位相差データ（ 2θ ）は、そのまま検出対象位置（ x ）に比例する検出データとして使用してもよいし、あるいは、更に1/2に平均化した位相差データ（ θ ）を求め、これを検出対象位置（ x ）に比例する検出データとして使用してもよい。

【0013】従って、本発明によれば、温度変化等によるセンサ側のインピーダンス変化や配線長の相違等、その他の検出対象位置以外の各種要因、の影響を受けることなく、高精度の位置検出が可能となる、という優れた効果を奏する。また、交流信号における位相差（ θ ）を測定する方式であるため、図6に示したような従来の逐次インクリメント方式によらずに、図7に示したような即座のラッチ方式を採用することができるので、高速応答性にも優れた位相差検出装置若しくは位置検出システムとすることができる。

【0014】ところで、検出対象位置（ x ）が時間的に変化する場合、前記第1の電気的交流信号（ $\sin(\omega t \pm d + \theta)$ ）と第2の電気的交流信号（ $\sin(\omega t \pm d - \theta)$ ）の周波数又は周期が互いに逆方向に遷移することが起こる。このような動特性に対応できるようにするために、前記第1の電気的交流信号（ $\sin(\omega t \pm d + \theta)$ ）のゼロクロスと第2の電気的交流信号（ $\sin(\omega t \pm d - \theta)$ ）のゼロクロスとが一致することを検出する手段（23）と、前記第1及び第2の電気的交流信号のゼロクロスが一致したことが検出されたとき、所定の基準交流信号に対する前記第1及び第2の電気的交流信号の少なくとも一方の電気的位相ずれに基づくデータ（ $D1$ 、 $D2$ ）を誤差データ（ $\pm d$ ）として保持する保持手段（26）とを更に具えるようにするとよい。その場合、前記演算手段では、少なくとも前記検出対象が動いているときに前記保持手段（26）に保持された前記誤差データ（ $\pm d$ ）を用いて、前記電気的交流信号における電気的位相ずれに基づく前記位置検出データを修正する。

【0015】すなわち、検出対象位置（ x ）が時間的に変化する場合、これに応じて位相シフト量 θ も時間的に変化するもので、上記の「 $+\theta$ 」、「 $-\theta$ 」を夫々「 $+\theta(t)$ 」、「 $-\theta(t)$ 」で表わすことができる。このように θ が夫々正負逆方向に時間的に変化してゆくと、前述のような単純な加減演算のみでは、位相変動分「 $\pm d$ 」の相殺若しくは抽出ができなくなることがあり、正確さに欠けるものとなる。そこで、このような動特性に対処するために、第1の電気的交流信号（ $\sin(\omega t \pm d + \theta)$ ）のゼロクロスと第2の電気的交流信号（ $\sin(\omega t \pm d - \theta)$ ）のゼロクロスとが一致することを検出し、両者のゼロクロスが一致したことが検出されたとき、所定の基準交流信号に対する前記第1及び第2の電気的交流信号の少なくとも一方の電気的位相ずれに基づくデータ（すなわち第1及び第2の位相データ $D1$ 、 $D2$ ）

2の少なくとも一方)を誤差データ(±d)として保持し、少なくとも前記検出対象が動いているときに該保持された前記誤差データ(±d)を用いて、前記電氣的交流信号における電氣的位相ずれに基づく前記位置検出データ(すなわち第1及び第2の位相データD1、D2の少なくとも一方)を修正するようにしている。

【0016】2つの信号のゼロクロスが一致するときは両者の位相が0で一致している瞬間であり、そのときの基準位相 ωt に対する両信号の位相差「 $\pm d + \theta$ 」,

$$D1 = \pm d + \theta = D2 = \pm d - \theta = \pm d$$

の等式が成立し、該第1及び第2の位相データ(D1、D2)の少なくとも一方に基づくデータを誤差データ(±d)として保持することができる。このようにして、位相誤差データ(±d)を抽出し、保持しておき、その後において、時々刻々と変化する第1及び第2の位相データ(D1、D2)の少なくとも一方を該保持した位相誤差データ(±d)を使用して修正するようにすれば、例えば、

$D1 - (\pm d) = \{\pm d + \theta(t)\} - (\pm d) = +\theta(t)$ のように、位相データ(D1)が時変動する場合であっても、位相誤差(±d)を除去した、検出対象位置(x)にのみ応答する正確な時変動位相差データ(+θ(t))を得ることができる。

【0017】本発明の別の実施の形態として、1つの電氣的交流信号($\sin(\omega t \pm d - \theta)$)のみを合成し、位相ずれ測定のための基準位相を、位相センサ(10)の出力に基づき作り出すようにする手法がある。すなわち、位相センサ(10)の出力である前記第1の交流出力信号($\sin\theta \cdot \sin\omega t$)と第2の交流出力信号($\cos\theta \cdot \sin\omega t$)の両者のゼロクロスを合成することにより基準位相信号を形成する。この基準位相信号は、位相センサ(10)の出力に基づくものであるから、前記位相誤差成分(±d)を含んでおり、 $\sin(\omega t \pm d)$ に同期している。従って、この基準位相信号($\sin(\omega t \pm d)$)に対する前記電氣的交流信号($\sin(\omega t \pm d - \theta)$)の電氣的位相ずれ(θ)を測定することにより、位相誤差成分(±d)を除去した、前記検出対象位置(x)に対応する正確な位置検出データを得ることができる。ここで特徴とする点は、前記位相センサ(10)の出力である第1の交流出力信号($\sin\theta \cdot \sin\omega t$)と前記第2の交流出力信号($\cos\theta \cdot \sin\omega t$)の両者のゼロクロスを合成することにより、位相差測定のための基準位相信号を形成するようにした点である。この第1及び第2の交流出力信号($\sin\theta \cdot \sin\omega t$ 及び $\cos\theta \cdot \sin\omega t$)は、電氣的位相において同相であり、振幅値がθに

応じて異なっている。従って、両者のゼロクロスを合成するにあたっては、θに応じた振幅値 $\sin\theta$ 及び $\cos\theta$ の変動の影響を受けずに、常にどちらか一方について相対的に精度の良いゼロクロス検出を行なうことができるため、合成した基準位相信号は、信頼性のある基準位相信号として利用することができる。この実施の形態によれば、位相誤差分「±d」を除去できるので、上述と同様に、温度変化等によるセンサ側のインピーダンス変化や配線長の相違等、その他の検出対象位置以外の各種要因、の影響を受けることなく、高精度の位置検出が可能であり、かつ、高速応答性にも優れた、位置検出用の位相差検出装置及び位置検出システムを提供することができる。

【0018】本発明においては、公知のレゾルバ又はそれと同等の1相励磁/2相(若しくは多相)出力タイプの位置センサを使用することができる。すなわち、そのような位置センサは、検出対象位置(x)に対応する第1の関数値($\sin\theta$)を振幅値として持つ第1の交流出力信号($\sin\theta \cdot \sin\omega t$)及び前記検出対象位置(x)に対応する第2の関数値($\cos\theta$)を振幅値として持つ第2の交流出力信号($\cos\theta \cdot \sin\omega t$)を出力するものである。その場合、前記第1の交流出力信号($\sin\theta \cdot \sin\omega t$)の電氣的位相を所定角度ずらして、例えば90度ずらして、 $\sin\theta \cdot \cos\omega t$ としたものと、前記第2の交流出力信号($\cos\theta \cdot \sin\omega t$)とを加算することにより、 $\sin\theta \cdot \cos\omega t + \cos\theta \cdot \sin\omega t = \sin(\omega t + \theta)$ のような、前記第1の電氣的交流信号を合成するようにしてよいであろう。また、前記第1の交流出力信号($\sin\theta \cdot \sin\omega t$)の電氣的位相を所定角度ずらしたもの($\sin\theta \cdot \cos\omega t$)と、前記第2の交流出力信号($\cos\theta \cdot \sin\omega t$)とを減算することにより、 $\cos\theta \cdot \sin\omega t - \sin\theta \cdot \cos\omega t = \sin(\omega t - \theta)$ のような、前記第2の電氣的交流信号を合成するようにしてよいであろう。同様の適用は、シンクロのような1相励磁/3相出力タイプの位置センサを使用した場合も、適宜の設計変更により、適用可能であろう。

【0019】上記の誤差データ(±d)が温度に相関していることを考慮すると、本発明によれば、1つの位置センサを用いて、位置データのみならず、温度データをも得ることができる位置検出システムを提供することができる。すなわち、そのような位置検出システムは、検出対象位置に対応して互いに異なる関数値からなる振幅値によって夫々振幅変調された複数の交流出力信号を出力する位置検出手段と、前記交流出力信号のうち少なくとも1つの電氣的位相を所定角度ずらすことにより第1の交流出力信号を得る位相シフト回路と、前記第1の交流出力信号と前記位置検出手段から出力される前記交流出力信号のうちの別の1つである第2の交流出力信号とを加算又は減算することに基づき前記検出対象位置に対応して正方向にシフトされた電氣的位相角を持つ第1の

電氣的交流信号を形成し、前記第1の交流出力信号と前記第2の交流出力信号とを減算又は加算することに基づき同じ検出対象位置に対応して負方向にシフトされた電氣的位相角を持つ第2の電氣的交流信号を形成する電氣回路と、所定の基準交流信号と前記第1の電氣的交流信号との電氣的位相差を測定して第1の位相データを求める手段と、前記所定の基準交流信号と前記第2の電氣的交流信号との電氣的位相差を測定して第2の位相データを求める手段と、前記第1及び第2の位相データの絶対値の差を計算することにより、誤差データを得る手段と、前記第1及び第2の位相データに基づき前記検出対象位置に対応する位置検出データを求める手段と、前記誤差データから温度検出データ得る手段とを具えたものである。

【0020】

【発明の実施の形態】以下、添付図面を参照してこの発明の実施の形態を詳細に説明しよう。図1において、位置センサ10は、1相励磁入力/2相出力型の位置センサであり、どのようなタイプの位置センサであってもよい。例えば公知のレゾルバであってもよく、その場合、ブラシレス・レゾルバであってもよいし、ブラシのあるタイプであってもよい。また、商品名「マイクロシン」のように、1次巻線と2次巻線をステータ側に具備し、ロータ又は可動部側には巻線を持たない、可変磁気抵抗タイプの位置センサであってもよい。また、位置センサ10は、回転位置検出センサであってもよいし、直線位置検出センサであってもよい。位置センサ10には、検出回路部11から発生された1相の励磁用交流信号（説明の便宜上、 $-\cos\omega t$ で示す）が印加され、これによって1次巻線W1を励磁する。位置センサ10では、この1次巻線W1の励磁に応じて2相の2次巻線W2s、W2cの夫々に交流出力信号が誘導されるようになっており、夫々の誘導電圧レベルは検出対象位置xに対応して2相の関数特性 $\sin\theta$ 、 $\cos\theta$ を示す。すなわち、各2次巻線W2s、W2cの誘導出力信号は、検出対象位置xに対応して2相の関数特性 $\sin\theta$ 、 $\cos\theta$ で振幅変調された状態で夫々出力される。ここで、 $x=\theta$ または θ はxに比例しているとする。説明の便宜上、巻線の巻数等、その他の条件に従う係数は省略し、2次巻線W2sをサイン相として、その出力信号を「 $\sin\theta \cdot \sin\omega t$ 」で示し、2次巻線W2cをコサイン相として、その出力信号を「 $\cos\theta \cdot \sin\omega t$ 」で示す。すなわち、検出対象位置xに対応する第1の関数値 $\sin\theta$ を振幅値として持つ第1の交流出力信号 $A=\sin\theta \cdot \sin\omega t$ が2次巻線W2sから出力され、同じ検出対象位置xに対応する第2の関数値 $\cos\theta$ を振幅値として持つ第2の交流出力信号 $B=\cos\theta \cdot \sin\omega t$ が2次巻線W2cから出力される。

【0021】検出回路部11では、カウンタ12で所定の高速クロックパルスCKをカウントし、そのカウント値に基づき励磁信号発生回路13から励磁用の交流信号

（例えば $-\cos\omega t$ ）を発生し、位置センサ10の1次巻線W1に与える。カウンタ12のモジュロ数は、励磁用の交流信号の1周期に対応しており、説明の便宜上、そのカウント値の0は、基準のサイン信号 $\sin\omega t$ の0位相に対応しているものとする。例えば、カウンタ12のカウント値が0から最大値まで1巡する間で、基準のサイン信号 $\sin\omega t$ の0位相から最大位相までの1周期が発生されると想定すると、その基準のサイン信号 $\sin\omega t$ より90度遅れた位相で励磁用の交流信号 $-\cos\omega t$ が、励磁信号発生回路13から発生される。

【0022】位置センサ10から出力された第1及び第2の交流出力信号A、Bは、検出回路部11に入力される。検出回路部11において、第1の交流出力信号 $A=\sin\theta \cdot \sin\omega t$ が位相シフト回路14に入力され、その電氣的位相が所定量位相シフトされ、例えば90度進められて、位相シフトされた交流信号 $A'=\sin\theta \cdot \cos\omega t$ が得られる。また、検出回路部11においては加算回路15と減算回路16とが設けられており、加算回路15では、位相シフト回路14から出力される上記位相シフトされた交流信号 $A'=\sin\theta \cdot \cos\omega t$ と位置センサ10から出力される上記第2の交流出力信号 $B=\cos\theta \cdot \sin\omega t$ とが加算され、その加算出力として、 $B+A'=\cos\theta \cdot \sin\omega t + \sin\theta \cdot \cos\omega t = \sin(\omega t + \theta)$ なる略式で表わせる第1の電氣的交流信号Y1が得られる。減算回路16では、上記位相シフトされた交流信号 $A'=\sin\theta \cdot \cos\omega t$ と上記第2の交流出力信号 $B=\cos\theta \cdot \sin\omega t$ とが減算され、その減算出力として、 $B-A'=\cos\theta \cdot \sin\omega t - \sin\theta \cdot \cos\omega t = \sin(\omega t - \theta)$ なる略式で表わせる第2の電氣的交流信号Y2が得られる。このようにして、検出対象位置(x)に対応して正方向にシフトされた電氣的位相角(+ θ)を持つ第1の電氣的交流信号Y1 $=\sin(\omega t + \theta)$ と、同じ前記検出対象位置(x)に対応して負方向にシフトされた電氣的位相角(- θ)を持つ第2の電氣的交流信号Y2 $=\sin(\omega t - \theta)$ とが、電氣的処理によって夫々得られる。

【0023】加算回路15及び減算回路16の出力信号Y1、Y2は、夫々ゼロクロス検出回路17、18に入力され、それぞれのゼロクロスが検出される。ゼロクロスの検出の仕方としては、例えば、各信号Y1、Y2の振幅値が負から正に変化するゼロクロスつまり0位相を検出する。各回路17、18で検出したゼロクロス検出パルスつまり0位相検出パルスは、ラッチパルスLP1、LP2として、ラッチ回路19、20に入力される。ラッチ回路19、20では、カウンタ12のカウント値を夫々のラッチパルスLP1、LP2のタイミングでラッチする。前述のように、カウンタ12のモジュロ数は励磁用の交流信号の1周期に対応しており、そのカウント値の0は基準のサイン信号 $\sin\omega t$ の0位相に対応しているものとしたので、各ラッチ回路19、20に

ラッチしたデータD1、D2は、それぞれ、基準のサイン信号 $\sin\omega t$ に対する各出力信号Y1、Y2の位相ずれに対応している。各ラッチ回路19、20の出力は誤差計算回路21に入力されて、「 $(D1+D2)/2$ 」の計算が行なわれる。なお、この計算は、実際は、「 $D1+D2$ 」のバイナリデータの加算結果を1ビット下位にシフトすることで行われるようになっていてよい。

【0024】ここで、位置センサ10と検出回路部11間の配線ケーブル長の長短による影響や、位置センサ10の巻線W1、W2s、W2cにおいて温度変化等によるインピーダンス変化が生じていることを考慮して、その出力信号の位相変動誤差を「 $\pm d$ 」で示すと、検出回路部11における上記各信号は次のように表わされる。

$$A = \sin\theta \cdot \sin(\omega t \pm d)$$

$$A' = \sin\theta \cdot \cos(\omega t \pm d)$$

$$B = \cos\theta \cdot \sin(\omega t \pm d)$$

$$Y1 = \sin(\omega t \pm d + \theta)$$

$$Y2 = \sin(\omega t \pm d - \theta)$$

$$D1 = \pm d + \theta$$

$$D2 = \pm d - \theta$$

【0025】すなわち、各位相ずれ測定データD1、D2は、基準のサイン信号 $\sin\omega t$ を基準位相に使用して位相ずれカウントを行なうので、上記のように位相変動誤差「 $\pm d$ 」を含む値が得られてしまう。そこで、誤差計算回路21において、「 $(D1+D2)/2$ 」の計算を行なうことにより、

$$(D1+D2)/2 = \{(\pm d + \theta) + (\pm d - \theta)\} / 2 = \pm 2d / 2 = \pm d$$

により、位相変動誤差「 $\pm d$ 」を算出することができる。

【0026】誤差計算回路21で求められた位相変動誤差「 $\pm d$ 」のデータは、減算回路22に与えられ、一方の位相ずれ測定データD1から減算される。すなわち、減算回路22では、「 $D1 - (\pm d)$ 」の減算が行なわれるので、

$$D1 - (\pm d) = \pm d + \theta - (\pm d) = \theta$$

となり、位相変動誤差「 $\pm d$ 」を除去した正しい検出位相差 θ を示すデジタルデータが得られる。このように、本発明によれば、位相変動誤差「 $\pm d$ 」が相殺されて、検出対象位置xに対応する正しい位相差 θ のみが抽出されることが理解できる。

【0027】この点を図2を用いて更に説明する。図2においては、位相測定の基準となるサイン信号 $\sin\omega t$ と前記第1及び第2の交流信号Y1、Y2の0位相付近の波形を示しており、同図(a)は位相変動誤差がプラス(+d)の場合、(b)はマイナスの場合(-d)を示す。同図(a)の場合、基準のサイン信号 $\sin\omega t$ の0位相に対して第1の信号Y1の0位相は「 $\theta + d$ 」だけ進んでおり、これに対応する位相差検出データD1は「 $\theta + d$ 」に相当する位相差を示す。また、基準のサイ

ン信号 $\sin\omega t$ の0位相に対して第2の信号Y2の0位相は「 $-\theta + d$ 」だけ遅れており、これに対応する位相差検出データD2は「 $-\theta + d$ 」に相当する位相差を示す。この場合、誤差計算回路21では、

$$(D1+D2)/2 = \{(\theta + d) + (-\theta + d)\} / 2 = +2d / 2 = +d$$

により、位相変動誤差「+d」を算出する。そして、減算回路22により、

$$D1 - (+d) = \theta + d - (+d) = \theta$$

10 が計算され、正しい位相差 θ が抽出される。

【0028】図2(b)の場合、基準のサイン信号 $\sin\omega t$ の0位相に対して第1の信号Y1の0位相は「 $\theta - d$ 」だけ進んでおり、これに対応する位相差検出データD1は「 $\theta - d$ 」に相当する位相差を示す。また、基準のサイン信号 $\sin\omega t$ の0位相に対して第2の信号Y2の0位相は「 $-\theta - d$ 」だけ遅れており、これに対応する位相差検出データD2は「 $-\theta - d$ 」に相当する位相差を示す。この場合、誤差計算回路21では、

$$(D1+D2)/2 = \{(\theta - d) + (-\theta - d)\} / 2 = -2d / 2 = -d$$

20 により、位相変動誤差「-d」を算出する。そして、減算回路22により、

$$D1 - (-d) = \theta - d - (-d) = \theta$$

が計算され、正しい位相差 θ が抽出される。なお、減算回路22では、「 $D2 - (\pm d)$ 」の減算を行なうようにしてもよく、原理的には上記と同様に正しい位相差 θ を反映するデータ(- θ)が得られることが理解できるであろう。

【0029】また、図2からも理解できるように、第1の信号Y1と第2の信号Y2との間の電氣的位相差は2 θ であり、常に、両者における位相変動誤差「 $\pm d$ 」を相殺した正確な位相差 θ の2倍値を示していることになる。従って、図1におけるラッチ回路19、20及び誤差計算回路21及び減算回路22等を含む回路部分の構成を、信号Y1、Y2の電氣的位相差2 θ をダイレクトに求めるための構成に適宜変更するようにしてもよい。例えば、ゼロクロス検出回路17から出力される第1の信号Y1の0位相に対応するパルスLP1の発生時点から、ゼロクロス検出回路18から出力される第2の信号Y2の0位相に対応するパルスLP2の発生時点までの間を適宜の手段でゲートし、このゲート期間をカウントすることにより、位相変動誤差「 $\pm d$ 」を相殺した、電氣的位相差(2 θ)に対応するデジタルデータを得ることができ、これを1ビット下位にシフトすれば、 θ に対応するデータが得られる。

【0030】ところで、上記実施例では、+ θ をラッチするためのラッチ回路19と、- θ をラッチするためのラッチ回路20とは、同じカウンタ12の出力をラッチするようにしており、ラッチしたデータの正負符号については特に言及していない。しかし、データの正負符

号については、本発明の趣旨に沿うように、適宜の設計的处理を施せばよい。例えば、カウンタ12のモジュロ数が4096(10進数表示)であるとする、そのディジタルカウント0~4095を0度~360度の位相角度に対応させて適宜に演算処理を行なうようにすればよい。最も単純な設計例は、カウンタ12のカウント出力の最上位ビットを符号ビットとし、ディジタルカウント0~2047を+0度~+180度に対応させ、ディジタルカウント2048~4095を-180度~-0度に対応させて、演算処理を行なうようにしてもよい。あるいは、別の例として、ラッチ回路20の入力データ又は出力データを2の補数に変換することにより、ディジタルカウント4095~0を-360度~-0度の負の角度データ表現に対応させるようにしてもよい。

【0031】なお、上記実施例では、1相励磁入力/2相出力型の位置センサ10を使用して、検出回路部11内の電気回路において第1の電気的交流信号 $Y1 = \sin(\omega t + \theta)$ と第2の電気的交流信号 $Y2 = \sin(\omega t - \theta)$ を形成するようにしているが、これに限らず、3相出力型又はそれ以上の多相出力型の位置センサを使用してもよい。

【0032】ところで、検出対象位置xが静止状態のときは特に問題ないのであるが、検出対象位置xが時間的に変化するときは、それに対応する位相角 θ も時間的に変動することになる。その場合、加算回路15及び減算回路16の各出力信号Y1、Y2の位相ずれ量 θ が一定値ではなく、移動速度に対応して時間的に変化する動特性を示すものとなり、これを $\theta(t)$ で示すと、各出力信号Y1、Y2は、

$$Y1 = \sin\{\omega t \pm d + \theta(t)\}$$

$$Y2 = \sin\{\omega t \pm d - \theta(t)\}$$

となる。すなわち、基準信号 $\sin\omega t$ の周波数に対して、進相の出力信号Y1は $+\theta(t)$ に応じて周波数が高くなる方向に周波数遷移し、遅相の出力信号Y2は $-\theta(t)$ に応じて周波数が低くなる方向に周波数遷移する。このような動特性の下においては、基準信号 $\sin\omega t$ の1周期毎に各信号Y1、Y2の周期が互いに逆方向に次々に遷移していくので、各ラッチ回路19、20における各ラッチデータD1、D2の計測時間基準が異なってくることになり、両データD1、D2を単純に回路21、22で演算するだけでは、正確な位相変動誤差「 $\pm d$ 」を得ることができない。

【0033】このような問題を回避するための最も簡単な方法は、図1の構成において、検出対象位置xが時間的に動いているときの出力を無視し、静止状態のときの出力のみを用いて、静止時における検出対象位置xを測定するように装置の機能を限定することである。すなわち、そのような限定された目的のために本発明を実施するようにしてもよいものである。しかし、検出対象がモータ回転軸のような場合は、時々刻々のモータ回転位置

を検出する必要があるので、検出対象位置xが時間的に変化している最中であっても時々刻々の該検出対象位置xに対応する位相差 θ を正確に検出できるようにすることが望ましい。そこで、上記のような問題点を解決するために、検出対象位置xが時間的に変化している最中であっても時々刻々の該検出対象位置xに対応する位相差 θ を検出できるようにした本発明の改善策について図3を参照して説明する。

【0034】図3は、図1の検出回路部11における誤差計算回路21と減算回路22の部分の変更例を抽出して示しており、他の図示していない部分の構成は図1と同様であってよい。検出対象位置xが時間的に変化している場合における該検出対象位置xに対応する位相差 θ を、 $+\theta(t)$ および $-\theta(t)$ で表わすと、各出力信号Y1、Y2は前記のように表わせる。そして、夫々に対応してラッチ回路19、20で得られる位相ずれ測定値データD1、D2は、

$$D1 = \pm d + \theta(t)$$

$$D2 = \pm d - \theta(t)$$

となる。

【0035】この場合、 $\pm d + \theta(t)$ は、 θ の時間的な変化に応じて、プラス方向に0度から360度の範囲で繰り返し時間的に変化してゆく。また、 $\pm d - \theta(t)$ は、 θ の時間的な変化に応じて、マイナス方向に360度から0度の範囲で繰り返し時間的に変化してゆく。従って、 $\pm d + \theta(t) \neq \pm d - \theta(t)$ のときもあるが、両者の変化が交差するときもあり、そのときは $\pm d + \theta(t) = \pm d - \theta(t)$ が成立する。このように、 $\pm d + \theta(t) = \pm d - \theta(t)$ が成立するときは、各出力信号Y1、Y2の電気的位相が一致しており、かつ、夫々のゼロクロス検出タイミングに対応するラッチパルスLP1、LP2の発生タイミングが一致していることになる。

【0036】図3において、一致検出回路23は、各出力信号Y1、Y2のゼロクロス検出タイミングに対応するラッチパルスLP1、LP2の発生タイミングが、一致したことを検出し、この検出にตอบสนองして一致検出パルスEQPを発生する。一方、時変動判定回路24では、適宜の手段により(例えば一方の位相差測定データD1の値の時間的な変化の有無を検出する等の手段により)、検出対象位置xが時間的に変化するモードであることを判定し、この判定に応じて時変動モード信号TMを出力する。誤差計算回路21と減算回路22との間にセレクタ25が設けられており、上記時変動モード信号TMが発生されていないとき、つまりTM="0"すなわち検出対象位置xが時間的に変化していないとき、セレクタ入力Bに加わる誤差計算回路21の出力を選択して減算回路22に入力する。このようにセレクタ25の入力Bが選択されているときの図3の回路は、図1の回路と等価的に動作する。すなわち、検出対象位置xが静止しているときは、誤差計算回路21の出力データがセ

レクタ25の入力Bを介して減算回路22に直接的に与えられ、図1の回路と同様に動作する。

【0037】一方、上記時変動モード信号TMが発生されているとき、つまりTM="1"すなわち検出対象位置xが時間的に変化しているときは、セレクタ25の入力Aに加わるラッチ回路26の出力を選択して減算回路22に入力する。上記時変動モード信号TMが"1"で、かつ前記一致検出パルスEQPが発生されたとき、アンドゲート27の条件が成立して、該一致検出パルスEQPに応答するパルスがアンドゲート27から出力され、ラッチ回路26に対してラッチ命令を与える。ラッチ回路26は、このラッチ命令に応じてカウンタ12の出力カウンタデータをラッチする。ここで、一致検出パルスEQPが生じるときは、カウンタ12の出力をラッチ回路19、20に同時にラッチすることになるので、D1=D2であり、ラッチ回路26にラッチするデータは、D1又はD2（ただしD1=D2）に相当している。

【0038】また、一致検出パルスEQPは、各出力信号Y1、Y2のゼロクロス検出タイミングが一致したとき、すなわち「 $\pm d + \theta(t) = \pm d - \theta(t)$ 」が成立したとき、発生されるので、これに応答してラッチ回路26にラッチされるデータは、D1又はD2（ただしD1=D2）に相当しているが故に、

$$(D1 + D2) / 2$$

と等価である。このことは、

$$(D1 + D2) / 2 = [\{\pm d + \theta(t)\} + \{\pm d - \theta(t)\}] / 2 = 2(\pm d) / 2 = \pm d$$

であることを意味し、ラッチ回路26にラッチされたデータは、位相変動誤差「 $\pm d$ 」を正確に示しているものであることを意味する。

【0039】こうして、検出対象位置xが時間的に変動しているときは、位相変動誤差「 $\pm d$ 」を正確に示すデータが一致検出パルスEQPに応じてラッチ回路26にラッチされ、このラッチ回路26の出力データがセレクタ25の入力Aを介して減算回路22に与えられる。従って、減算回路22では、位相変動誤差「 $\pm d$ 」を除去した検出対象位置xのみに正確に応答するデータ θ （時間的に変動する場合は $\theta(t)$ ）を得ることができる。なお、図3において、アンドゲート27を省略して、一致検出パルスEQPを直接的にラッチ回路26のラッチ制御入力に与えるようにしてもよい。

【0040】また、ラッチ回路26には、カウンタ12の出力カウンタデータに限らず、図3で破線で示すように誤差計算回路21の出力データ「 $\pm d$ 」をラッチするようにしてもよい。その場合は、一致検出パルスEQPの発生タイミングに対して、それに対応する誤差計算回路21の出力データの出力タイミングが、ラッチ回路19、20及び誤差計算回路21の回路動作遅れの故に、幾分遅れるので、適宜の時間遅れ調整を行なった上で、

誤差計算回路21の出力をラッチ回路26にラッチするようにするとよい。また、動特性のみを考慮して検出回路部11を構成する場合は、図3の回路21及びセレクタ25と図1の一方のラッチ回路19又は20を省略してもよいことが、理解できるであろう。

【0041】図4は、位相変動誤差「 $\pm d$ 」を相殺することができる位相差検出演算法についての別の実施例を示し、位置センサ10は図1に示すものと同様に1相励磁入力/2相出力タイプのものが用いられる。位置センサ10から出力される第1及び第2の交流出力信号A、Bは、検出回路部40に入力され、図1の例と同様に、第1の交流出力信号A= $\sin \theta \cdot \sin \omega t$ が位相シフト回路14に入力され、その電氣的位相が所定量位相シフトされて、位相シフトされた交流信号A'= $\sin \theta \cdot \cos \omega t$ が得られる。また、減算回路16では、上記位相シフトされた交流信号A'= $\sin \theta \cdot \cos \omega t$ と上記第2の交流出力信号B= $\cos \theta \cdot \sin \omega t$ とが減算され、その減算出力として、 $B - A' = \cos \theta \cdot \sin \omega t - \sin \theta \cdot \cos \omega t = \sin(\omega t - \theta)$ なる略式で表わせる電氣的交流信号Y2が得られる。減算回路16の出力信号Y2はゼロクロス検出回路18に入力され、ゼロクロス検出に応じてラッチパルスLP2が出力され、ラッチ回路20に入力される。

【0042】図4の実施例が図1の実施例と異なる点は、検出対象位置に対応する電氣的位相ずれを含む交流信号Y2= $\sin(\omega t - \theta)$ から、その位相ずれ量 θ を測定する際の基準位相が相違している点である。図1の例では、位相ずれ量 θ を測定する際の基準位相は、基準のサイン信号 $\sin \omega t$ の0位相であり、これは、位置センサ10に入力されるものではないので、温度変化等による巻線インピーダンス変化やその他の各種要因に基づく位相変動誤差「 $\pm d$ 」を含んでいないものである。そのため、図1の例では、2つの交流信号Y1= $\sin(\omega t + \theta)$ 及びY2= $\sin(\omega t - \theta)$ を形成し、その電氣的位相差を求めることにより、位相変動誤差「 $\pm d$ 」を相殺するようにしている。これに対して、図4の実施例では、位置センサ10から出力される第1及び第2の交流出力信号A、Bを基にして、位相ずれ量 θ を測定する際の基準位相を形成し、該基準位相そのものが上記位相変動誤差「 $\pm d$ 」を含むようにすることにより、上記位相変動誤差「 $\pm d$ 」を排除するようにしている。

【0043】すなわち、検出回路部40において、位置センサ10から出力された前記第1及び第2の交流出力信号A、Bがゼロクロス検出回路41、42に夫々入力され、それぞれのゼロクロスが検出される。なお、ゼロクロス検出回路41、42は、入力信号A、Bの振幅値が負から正に変化するゼロクロス（いわば0位相）と正から負に変化するゼロクロス（いわば180度位相）のどちらにでも応答してゼロクロス検出パルスを出力するものとする。これは信号A、Bの振幅の正負極性を決定

する $\sin\theta$ と $\cos\theta$ が θ の値に応じて任意に正又は負となるため、両者の合成に基づき360度毎のゼロクロスを検出するためには、まず180度毎のゼロクロスを検出する必要があるためである。両ゼロクロス検出回路41、42から出力されるゼロクロス検出パルスがオア回路43でオア合成され、該オア回路43の出力が適宜の1/2分周パルス回路44（例えばTフリップフロップのような1/2分周回路とパルス出力用アンドゲートを含む）に入力されて、1つおきに該ゼロクロス検出パルスが取り出され、360度毎のゼロクロスすなわち0位相のみに対応するゼロクロス検出パルスが基準位相信号パルスRPとして出力される。この基準位相信号パルスRPは、カウンタ45のリセット入力に与えられる。カウンタ45は所定のクロックパルスCKを絶えずカウントするものであるが、そのカウント値が、前記基準位相信号パルスRPに応じて繰返し0にリセットされる。このカウンタ45の出力がラッチ回路20に入力され、前記ラッチパルスLP2の発生タイミングで、該カウント値が該ラッチ回路20にラッチされる。ラッチ回路20にラッチしたデータDが、検出対象位置xに対応した位相差 θ の測定データとして出力される。

【0044】位置センサ10から出力される第1及び第2の交流出力信号A、Bは、それぞれ、 $A = \sin\theta \cdot \sin\omega t$ 、 $B = \cos\theta \cdot \sin\omega t$ 、であり、電気的位相は同相である。従って、同じタイミングでゼロクロスが検出されるはずであるが、振幅係数がサイン $\sin\theta$ 及びコサイン $\cos\theta$ で変動するので、どちらかの振幅レベルが0か又は0に近くなる場合があり、そのような場合は、一方については、事実上、ゼロクロスを検出することができない。そこで、この実施例では、2つの交流出力信号A

【0045】図4の例の場合、位置センサ10の巻線インピーダンス変化等による位相変動誤差が、例えば「 $-d$ 」であるとする、減算回路16から出力される交流信号Y2は、図5の(a)に示すように、 $Y2 = \sin(\omega t - d - \theta)$ となる。この場合、位置センサ10の出力信号A、Bは、角度 θ に応じた振幅値 $\sin\theta$ 及び $\cos\theta$ を夫々持ち、図5の(b)に例示するように、 $A = \sin\theta \cdot \sin(\omega t - d)$ 、 $B = \cos\theta \cdot \sin(\omega t - d)$ 、というように位相変動誤差分を含んでいる。従って、このゼロクロス検出に基づいて図5の(c)のようなタイミングで得られる基準位相信号パルスRPは、本来の基準のサイン信号 $\sin\omega t$ の0位相から位相変動誤差 $-d$ だけずれたものである。従って、この基準位相信号パルスRPを基準として、減算回路16の出力交流信号Y2 =

$\sin(\omega t - d - \theta)$ の位相ずれ量を測定すれば、位相変動誤差 $-d$ を除去した正確な値 θ が得られることになる。

【0046】なお、位置センサ10を回転型センサとして構成する場合、位相角 θ が1回転につき1周期の変化を示すものに限らず、1回転につき多周期の変化を示すような高分解能タイプの回転センサが各種公知であり、そのような高分解能タイプの回転センサについても本発明を適用できるのは勿論である。また、検出対象回転軸の回転が異なる変速比で伝達される複数の回転位置センサを設けることにより、複数回転にわたる絶対的回転位置を検出可能にする技術が公知であり、そのような場合においても、各回転位置センサの位置検出データを位相差検出方式によって求める場合に、本発明が適用できる。勿論、回転型の検出装置に限らず、直線位置検出装置においても、その直線位置検出データを位相差検出方式によって求める全ての場面において本発明が適用可能である。

【0047】なお、センサ10の巻線部に接続される配線長等の装置条件が定まると、そのインピーダンス変化は主に温度に依存することになる。そうすると、上記位相変動誤差 $\pm d$ は、位置検出装置が配備された周辺環境の温度を示すデータに相当する。従って、図1又は図3の実施例のような位相変動誤差 $\pm d$ を演算する回路21を有するものにおいては、そこで求めた位相変動誤差 $\pm d$ のデータを温度検出データとして適宜出力することができる。例えば、図8に示すように、回路21の出力データ $\pm d$ を処理回路28に入力し、センサ10の巻線部に接続される配線長等の諸条件をパラメータPARAとして入力して、適宜の演算処理を行えば、温度を示すデータTEMを得ることができる。勿論、データ $\pm d$ そのものが温度に相関しているため、温度検出精度に絶対的精度が要求されないような場合には、データ $\pm d$ を温度データTEMとしてそのまま使用してもよい。

【0048】従って、図8に例示したような本発明の構成によれば、1つの位置検出装置によって検出対象の位置を検出することができるのみならず、周辺環境の温度を示すデータTEMをも得ることができる、という優れた効果を有するものであり、今までにない多用途タイプのセンサを提供することができるものである。なお、上記各実施例に示した各回路は、ディスクリット回路に限らず、ゲートアレイ等を用いた集積回路によって構成することができるし、あるいはデジタルシグナルプロセッサを使用した回路によっても構成できるし、その他の高密度集積回路によっても構成することができるし、また、CPU等を使用したソフトウェアプログラムによって実現することができ、それらのすべての実施の形態が本発明の範囲に含まれる。

【0049】

【発明の効果】以上の通り、この発明によれば、温度変

化等によるセンサ側のインピーダンス変化や配線ケーブル長の長短の影響を受けることなく、検出対象位置に应答した高精度の検出が可能となる、という優れた効果を奏する。また、交流信号における位相差を測定する方式であるため、高速応答性にも優れた検出を行なうことができる。さらに、1つのセンサを用いて、位置検出のみならず、温度検出も可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明に係る位置検出システムの一実施例を示すブロック図。

【図2】 図1の動作説明図。

【図3】 本発明に係る位置検出システムの他の実施例を示すブロック図。

【図4】 本発明に係る位置検出システムの更に別の変例を示すブロック図。

【図5】 図4の動作説明図。

10

*

* 【図6】 従来技術の一例を示すブロック図。

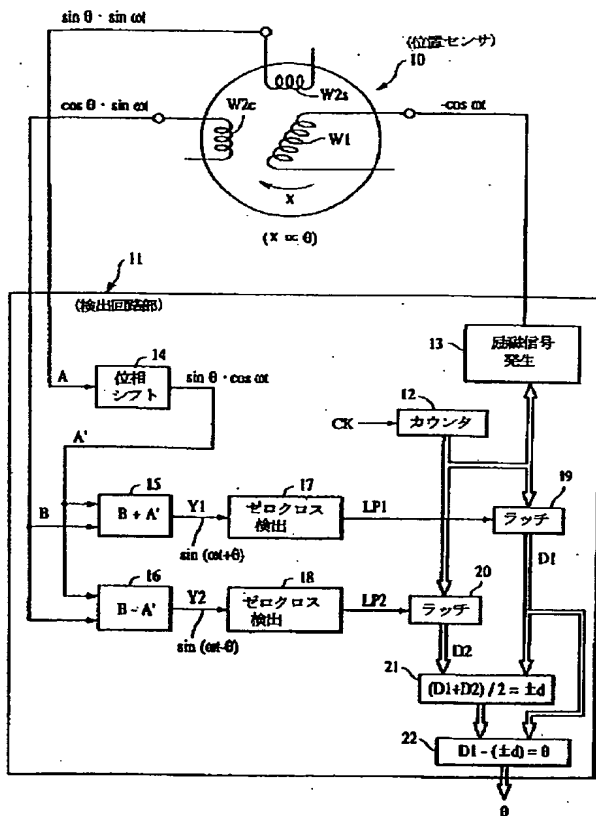
【図7】 従来技術の別の例を示すブロック図。

【図8】 図1又は図3の回路に付加可能な温度検出用の回路の一例を示すブロック図。

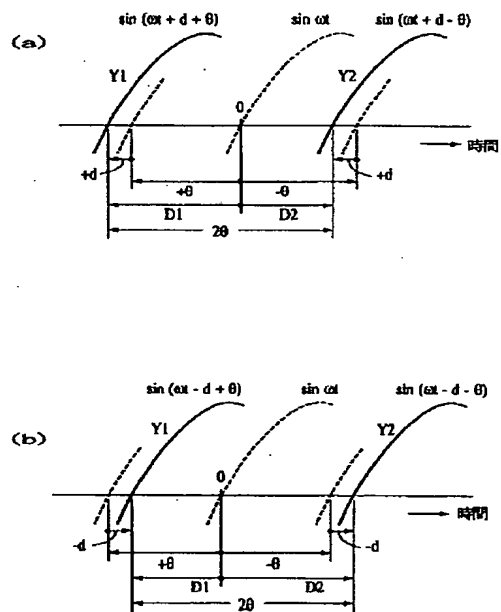
【符号の説明】

- 10 位置センサ
- 11, 40 検出回路部
- 12 カウンタ
- 13 励磁信号発生回路
- 14 位相シフト回路
- 15 加算回路
- 16 減算回路
- 17, 18 ゼロクロス検出回路
- 19, 20 ラッチ回路
- 21 誤差計算回路
- 22 減算回路

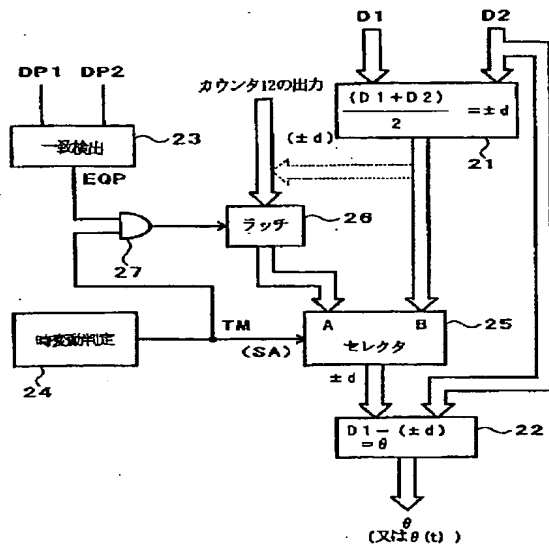
【図1】



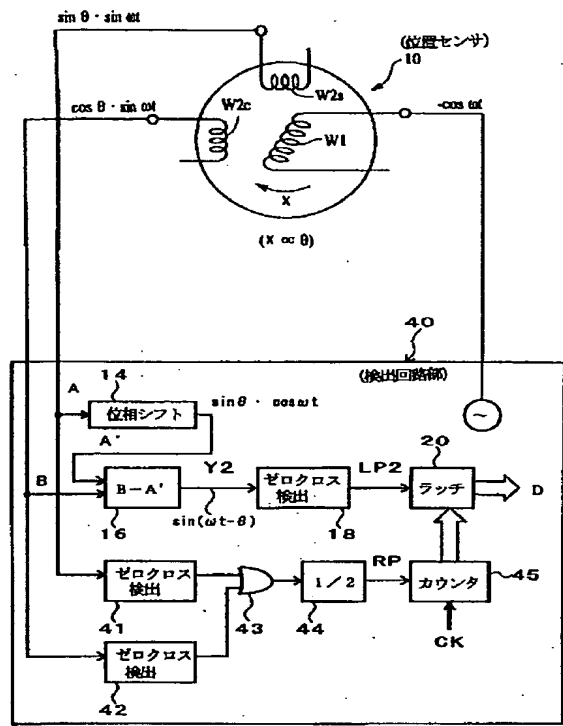
【図2】



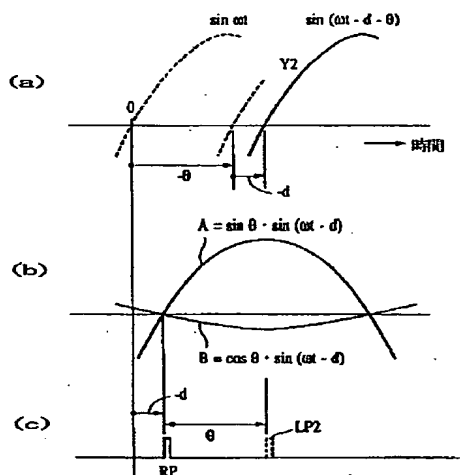
【図 3】



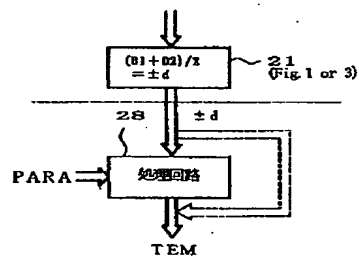
【図4】



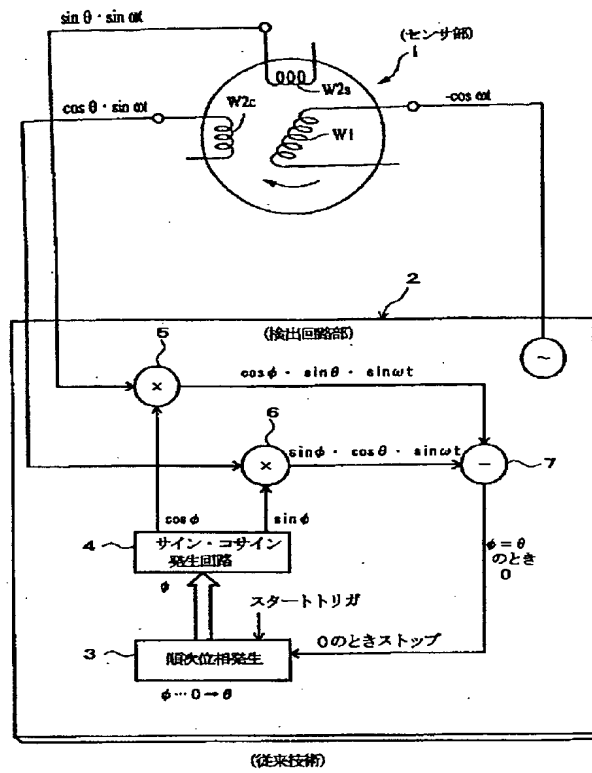
【図5】



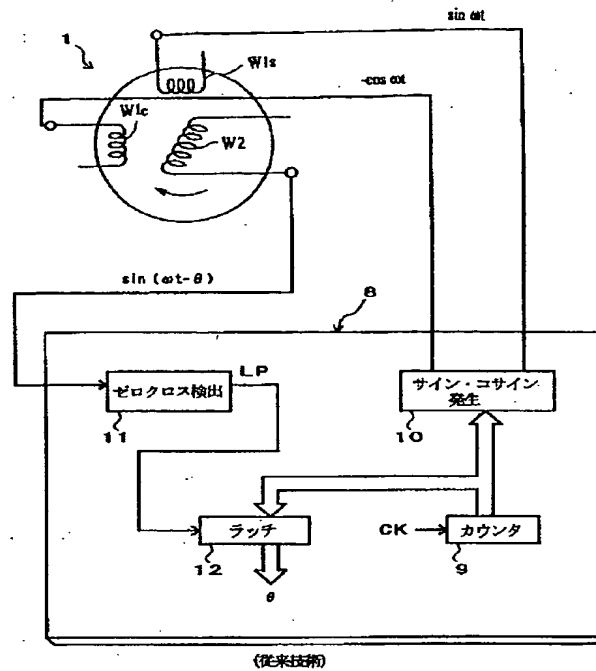
【圖 8】



【図6】



【図7】



フロントページの続き

(72)発明者 赤津 伸行
東京都東大和市新堀2-1453-43
(72)発明者 坂元 和也
東京都羽村市川崎1丁目1番5号、MAC
羽村コート11-405

(72)発明者 坂本 宏
埼玉県川越市山田896-8
(72)発明者 山本 明男
東京都国立市西1-13-29 KMハイツ
101